

AD5933を使用した接地インピーダンス・プロファイルの測定

著者：Sean Brennan

はじめに

本書では、インピーダンス・デジタル・コンバータAD5933を使って接地センサのインピーダンスを測定するための回路設計とその詳細について説明します。AD5933は高精度のインピーダンス・コンバータ・システム（図1を参照）で、周波数発生器と1MSPSの12ビットA/Dコンバータ（ADC）を内蔵しています。周波数発生器では、既知の周波数で外部の複素インピーダンスを励起することができます。インピーダンスからの応答信号は内蔵のADCでサンプリングされ、内蔵のDSPエンジンで離散フーリエ変換（DFT）が行われます。DFTアルゴリズムは、各出力周波数で実数（R）と虚数（I）のデータワードを返します。掃引時の各周波数ポイントでのインピーダンスの大きさと相対位相は、次の2つの式を用いて容易に計算できます。

$$\text{Magnitude} = \sqrt{R^2 + I^2} \quad (1)$$

$$\text{Phase} = \tan^{-1}(I/R) \quad (2)$$

AD5933では、有効な測定を行う前にキャリブレーションを行う必要があります。この処理を行う場合は、AD5933のデータシートに記載されているように、測定するインピーダンス（高精度抵抗など）をVOUTピンとVINピンの間に接続し、スケールリング・ファクタ（ゲイン係数）を計算してその値を後の測定に利用します。図1に示すように、送信側の出力ピン（VOUT）は、適正なDCバイアスをもつ励起電圧信号出力です。受信側のトランスインピーダンス・アンプに接続された入力ピン

（VIN）は、VDD/2の仮想アース電圧をVOUTの出力励起電圧に供給します。VOUTとVINの間には電位差があるため、オームの法則により、信号電流は未知のインピーダンスを通して帰還ピンに流れます。その電流はトランスインピーダンス・アンプの出力で電圧に変換されます。トランスインピーダンス・アンプの出力電圧に基づく信号処理によって、インピーダンスを正確に計算することができます（詳細はAD5933のデータシートを参照）。AD5933は、励起信号範囲1~100kHz、システム精度0.5%で、インピーダンス値を測定できます（測定範囲100Ω~10MΩ）。

解析対象のインピーダンスを出力（VOUT）とグラウンドの間に接続しなければならないアプリケーションについては、基本的な問題があります。測定対象の未知のインピーダンス・センサがグラウンドに接続されていて、信号リターン・パスが存在しないアプリケーションの場合は、図1のような回路でAD5933をインピーダンス・センサの解析に使用することはできません。本書では、グラウンド接地負荷のインピーダンスを、AD5933を使用して測定する回路と、その回路に必要な外付け部品について説明します。また、システム設計者が接地負荷のインピーダンス・プロファイルを測定するために必要な、外付けの部品についても説明します。さらに、99.9~100.1kHzの周波数範囲で20~60kΩの変動幅のある負荷を測定する際のシステム（5.0V単電源で動作）の性能についても説明します。

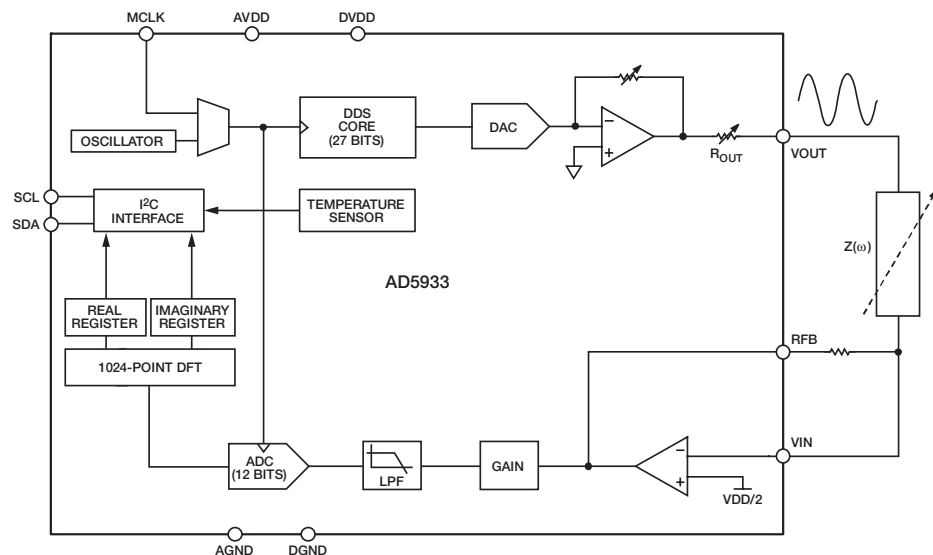


図1. AD5933

REV. 0

アナログ・デバイセズ株式会社

本 社 / 〒105-6891 東京都港区海岸1-16-1 ニューピア竹芝サウスタワービル
 電話03(5402)8200
 大阪営業所 / 〒532-0003 大阪府大阪市淀川区宮原3-5-36 新大阪MTビル2号
 電話06(6350)6868

AN-847

目次

はじめに	1	AD8220のリファレンス端子の駆動	8
改訂履歴	2	AD8220の同相入力電圧範囲の設定	9
概要	3	接地インピーダンスの測定	10
回路動作の説明	4	システム・キャリブレーション	10
回路の駆動	5	接地インピーダンスの計算	10
出力励起範囲の選択	5	システム・クロックの設定	11
センス抵抗の選択	6	結果	12
システム・ゲイン係数	7	結論	12
計装アンプに関する考慮事項	7		

改訂履歴

6/06—Revision 0: Initial Version

概要

図2は、接地負荷のインピーダンスを測定するための回路ブロック図を示しています。この回路は、3つの主要ブロックから構成されています。

第1のブロックは改良を加えたハイサイド電流センスです。高精度の単電源、レールtoレール出力のJFET計装アンプ (AD8220) を使って、接地インピーダンスに直列接続されるセンス抵抗を流れる電流を測定します。

第2のブロックはバイアス回路とリファレンス・バッファです。このブロックによって、入力センス信号と出力信号がAD8220アンプの内部アンプとAD5933の受信側のトランスインピーダンス・アンプを飽和させないようにします。

第3のブロックはインピーダンス・デジタル・コンバータAD5933です。

この後のセクションでは、図2に示したAD5933周りの外部回路について説明します。また、接地インピーダンスの測定のために新規システムで使用するゲイン係数についても説明します。最後に、接地インピーダンスを測定する際に使用する回路 (図2) の性能全体について説明します。接地複素インピーダンスは、99.9~100.1kHzの周波数範囲で20~60k Ω の負荷を測定します。周波数掃引の実行手順については、AD5933のデータシートで詳しく説明しています。

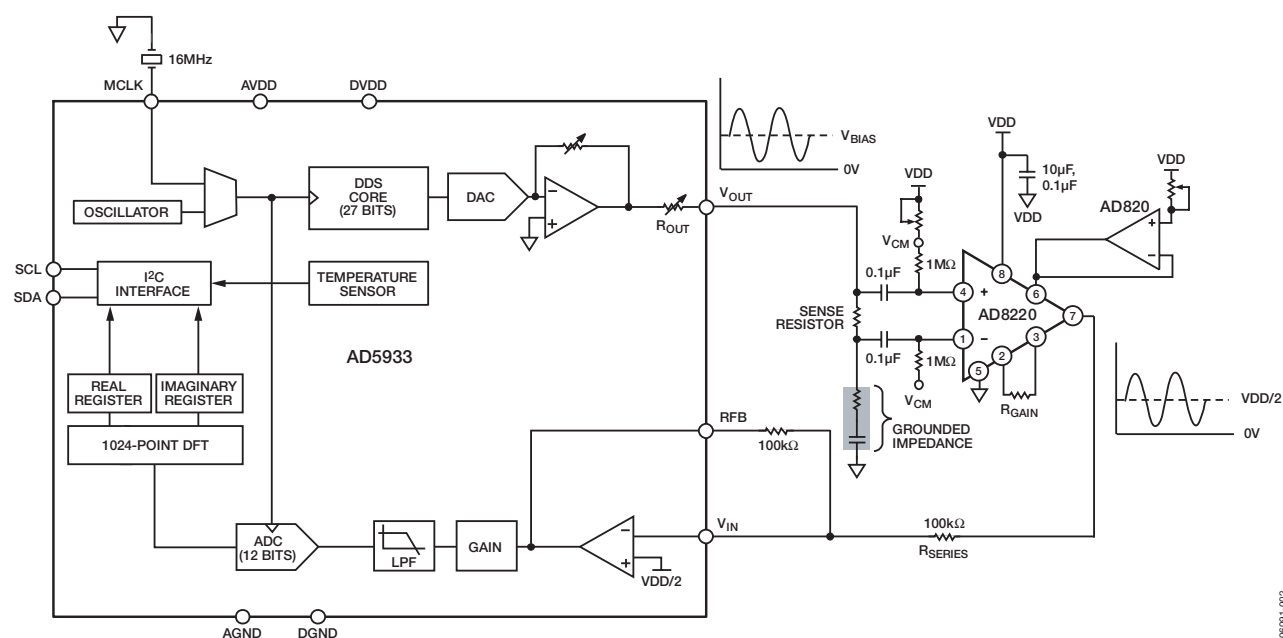


図2. 接地インピーダンス測定回路

06091-002

特定周波数ポイントでの変換後は、実数と虚数の各データ・レジスタに保存される結果は通常以下ようになります。

実数レジスタ：=F064h=-3996 (10進数値)

虚数レジスタ：=227Eh=8830 (10進数値)

$$\text{Magnitude} = \sqrt{(-3996)^2 + (8830)^2} = 9692.106$$

$$\text{GainFactor} = \left(\frac{1}{\frac{200\text{k}\Omega}{9692.106}} \right) = 515.819\text{E}-12$$

図2の回路は図1の回路とは異なるため、新しいゲイン係数を使ってAD5933出力コードをインピーダンスに変換する必要があります。新しいゲイン係数については、以下のことを考慮する必要があります。まず、図2の回路は測定に対して一定の値が残るセンス抵抗があること、また被試験インピーダンスがAD5933の入力端子 (VIN) に直接接続されていないという点です。新しいゲイン抵抗については、「システム・ゲイン係数」で詳しく説明します。

新しいゲイン係数に関しては考慮を要しますが、キャリブレーション手順は同じです。システムは、測定済の接地負荷とセンス抵抗 (ゲイン係数が計算される) を使って特定の周波数でキャリブレーションします。したがって、接地負荷における変更はすべてAD5933出力コードによって測定できます。単一周波数または特定範囲の周波数におけるインピーダンス・プロファイルは、近傍のプロセッサ内で得ることができます。

回路の駆動

図2の回路は5.0V単電源で動作します。AD5933とAD8220は高いPSRR仕様を提供します。しかし、これらのデバイスは最適な性能を得るために安定したDC電圧で駆動する必要があります。そうしないと、電源ラインのノイズが回路性能に悪影響を及ぼすおそれがあります。両デバイスの電源は、標準表面実装の0.1μFセラミック・コンデンサと10μFの電解タンタル・コンデンサを使ってデカップリングします。回路のアナログ・グラウンドとデジタル・グラウンドは1点のみで接続します。AD5933の3本の電源ピンはすべて互いに接続して、単電源 (このシステムではVDD=5.0V) で駆動することを推奨します。また、図2にも示すように、AD5933の3本のグラウンド・ピンはすべて互いに接続することを推奨します。AD5933とAD8220は図4に示すように同じ正/負電源で動作するため、システムはレシオメトリックな動作を維持します。

単電源アンプの接地とデカップリングについては、アプリケーション・ノートAN-202とAN-581を参照してください。

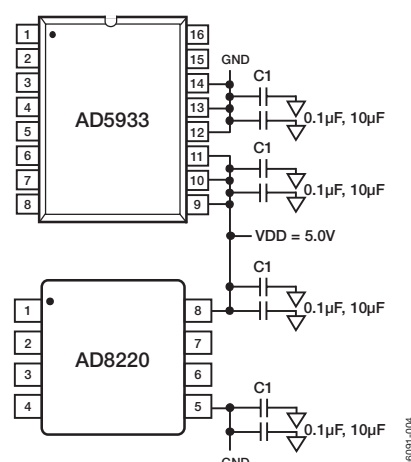


図4. AD5933/AD8220の単電源構成

出力励起範囲の選択

AD5933の送信側のVOUTは、サイン波出力電圧を生成します。このデバイスは、線形周波数掃引を実行します。周波数掃引は、ユーザーによって事前に設定された3個のレジスタ (スタート周波数、周波数インクリメント、インクリメント数) の値によって決まります (AD5933のデータシートを参照)。ユーザーはコントロール・レジスタのビットD9とビットD10を設定して、4つのピークtoピーク (p-p) 出力励起電圧からどれか1つを選択することができます。3.2Vの電源電圧の場合、AD5933は表1に示す4つの選択可能なp-p電圧を提供します。表1には、各励起範囲のDCバイアスも示しています。

表1. VOUT (VDD=3.2V) 時のAD5993出力励起範囲

Output Excitation Voltage Amplitude	Output DC Bias Level
Range 1: 2 V p-p	1.6 V (VDD/2)
Range 2: 1 V p-p	0.8 V (VDD/4)
Range 3: 400 mV p-p	0.320 V (VDD/10)
Range 4: 200 mV p-p	0.160 V (VDD/20)

AD5933の受信側のVINピンは、VOUTの出力励起電圧に対するAC仮想アースです。したがって、入力VINは励起信号オプション (表1) から選択された信号に対してVDD/2の一定の強バイアス電圧を提供します。ADCへのリファレンスもほぼ電源範囲 (0~VDD) に収まるため、AD5933は真のレシオメトリック・システムです。また、電源電圧範囲は2.7~5.5Vなので、AC出力励起信号のp-p値と各DCバイアスは、ADCリファレンスと連動して増大/減少します。そのため、出力コードは電源変動の影響を受けません。これにより、時間の経過に伴う電源ドリフト耐性が強化されます。

AC出力励起電圧のp-p値（範囲2の値）は、式（5）に従って電源電圧（VDD）でスケーリングされます。

$$\text{Output Excitation Voltage (p-p)} \equiv \frac{1.0}{3.2} \times VDD \quad (5)$$

同様に、出力励起電圧のDCバイアス値は式（6）に従って電源電圧（VDD）でスケーリングされます。

$$\text{Output Excitation Voltage (p-p)} \equiv \frac{8mV}{3.2} \times VDD \quad (6)$$

図2の回路は5.0V電源で動作するように設計されています。したがって、VDD=5V時の範囲1のp-p電圧は式（7）で与えられます。

$$\text{Output Excitation Voltage (p-p)} \equiv \left(\frac{1.0}{3.2} \times 5.0 \right) = 1.5625V_{p-p} \quad (7)$$

また、バイアス電圧は式（8）で与えられます。

$$\text{Output Excitation Voltage (p-p)} \equiv \left(\frac{80mV}{3.2} \times 5.0V \right) = 1.25V \quad (8)$$

センス抵抗の選択

回路のAD5933の出力励起範囲を指定したら、次に適正なセンス抵抗（R_{SENSE}）を選択します。これによって、AD8220は接地インピーダンス（20~60kΩ）の範囲を正確に測定することができます。センス抵抗で発生する電圧は、AD8220の内部電圧ゲイン（AD8220のピン2とピン3の間にある抵抗の値により設定）で乗算され、ピークtoピークのAC出力電圧が設定されます。システム設計者はAD8220の電圧ゲインに基づいて適正なR_{SENSE}値を選択できます。

この段階では、まず、AD8220のゲイン抵抗（これでシステム帯域幅が決まる）を選択します。次に、センス抵抗（R_{SENSE}）を選択します。R_{SENSE}は、直線的で対称な（VDD/2のバイアス・ポイントに対して）未知のインピーダンス範囲全体にわたって適正なAD8220の出力電圧を提供し、AD8220の内部回路の飽和を防止します。これらの手順を実行したら、AD8220の出力信号をさらに増幅することができます。この場合は、AD5933内部のADCのダイナミックレンジが使用されるようにRFB/R_{SERIES}とPGA設定の適正な組み合わせを選択する必要があります。

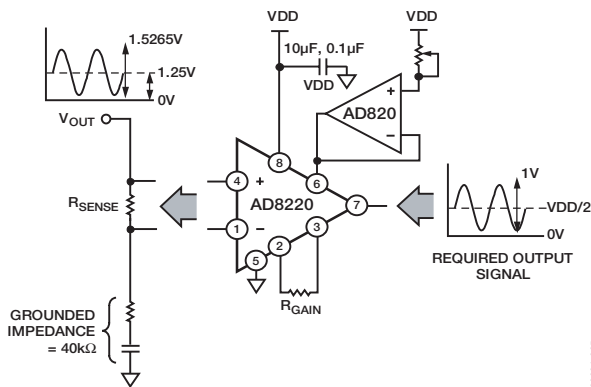


図5. 接地インピーダンスを測定するためのセンス抵抗（R_{SENSE}）の選択

図5に示す方法で、接地された複素インピーダンスを測定するための適正なセンス抵抗（R_{SENSE}）を選択する必要があります。励起範囲として範囲1（VDD/4でバイアスされた1Vp-pのサイン波）を選択し、接地インピーダンス範囲を20~60kΩとする場合は、AD8220のゲイン抵抗を選択して必要な帯域幅と同相ノイズ除去比を設定します（「計装アンプに関する考慮事項」を参照）。AD8220の電圧ゲインを11に設定するためにピン2とピン3の間に4.67kΩの抵抗を接続しますが、これは400kHzの3dBポイントに対応しています。したがって、AD5933の出力励起周波数は99.9~100.1kHz間を掃引し、AD8220はほぼ80dBという適正な同相ノイズ除去比で平坦なミッドバンド・ゲイン領域において動作します。

図5の回路はインピーダンス範囲（≒40kΩ）の中間点でキャリブレーションされ、ピークtoピークのAD8220の出力電圧がこのインピーダンス・ポイントに対して対称的であり、直線的な性質を示します。これを前提に、図5に示すように、AD8220の電圧ゲイン11と40kΩのキャリブレーション接地インピーダンスに対し、1Vp-pのAD8220の出力電圧を生成するようなセンス抵抗を選択します。回路分析の際には、AD8220で測定されるセンス抵抗（R_{SENSE}）の電圧（ΔV）を次式で算出します。

$$\Delta V = \frac{1V_{p-p}}{11} = 90mV_{p-p} \quad (9)$$

キャリブレーション接地インピーダンスの値（40kΩ、測定値は39.9kΩ）がわかれば、単純な抵抗分圧器の分析により、2.67kΩのR_{SENSE}値がR_{SENSE}にかかる90mVp-p信号を生成する条件を満たし、したがって1Vp-p信号を生成することがわかります。AD8220の同相入力、AD5933 AC励起信号（1.42V）のDCバイアス（1.17V）によって発生するAC信号とDC信号の両方を含んでおり、式（10）と式（11）に示される抵抗分圧によって与えられます。

$$DC = \frac{39.9k\Omega}{39.9k\Omega + 2.67k\Omega} \times 1.25V \equiv 1.1715V \quad (10)$$

$$AC = \frac{39.9k\Omega}{39.9k\Omega + 39.9k\Omega} \times 1.25V_{p-p} \equiv 1.4246V_{p-p} \quad (11)$$

AD8220の入力における全同相入力電圧は、DC1.17Vレベルでバイアスされる1.42Vp-pのサイン波です。

したがって、AD8220の出力に発生する電圧は（1.52V - 1.42V）× 11 = 1.049Vp-pとなります。これは所望の1Vp-p出力にきわめて近い値です。出力のAC信号は（1.25V - 1.1715V）× 11 = 863mVのDC電圧でバイアスされます。

863mVの出力DCバイアスはVDD/2にレベル・シフトする必要があり、バッファ電圧をAD8220のピン5（V_{REF}）に加えてAD5933インピーダンスの内部飽和を防止します（「計装アンプに関する考慮事項」を参照）。

システム・ゲイン係数

「回路動作の説明」に示したように、図2の回路のゲイン係数は図1（データシートを参照）に示したAD5933のスタンドアロン構成の係数とは異なります。新しいゲイン係数を求めるには、図2のAD5933の出力コードを調べる必要があります。その出力コードは内部ADCの入力に加えられる電圧（システム全体に与えられる電圧ゲイン）に比例し、式（12）で与えられます。

$$\text{Output Code} \propto \left\{ I \times \Delta V \times \text{In-Amp Gain} \times \frac{R_{FB}}{R_{SERIES}} \times \text{PGA} \right\} \quad (12)$$

ここで、

I は、AD5933の出力ピン（VOUT）から接地負荷へと流れる電流です。

ΔV は、AD8220側の R_{SENSE} にかかる差動電圧です。

PGA は、AD5933内蔵のプログラマブル・ゲイン・アンプのゲイン設定です。

R_{FB}/R_{SERIES} は、AD8220の出力負荷抵抗とAD5933の帰還抵抗の比です。

AD5933出力コードは、次のように表すことができます。

Output Code \propto

$$\left\{ \text{VOUT} \times \frac{1}{(Z + R_{SENSE})} \times (V^+ - V^-) \times 11 \times \frac{100\text{k}\Omega}{100\text{k}\Omega} \times 1 \right\} \quad (13)$$

図2のシステムが未知の被試験インピーダンス範囲でキャリブレーションされる場合、抵抗比 R_{FB}/R_{SERIES} 、PGA設定、AD8220のゲイン設定は一定です。

回路内で使用されるゲイン係数は、式（14）で与えられます。

$$\text{GainFactor} = \left(\frac{1}{Z + R_{SENSE}} \sqrt{R^2 + I^2} \right) \quad (14)$$

ここで、

R および I は、キャリブレーション周波数でAD5933によって返される実数成分と虚数成分です。

この新しいアーキテクチャの測定対象のインピーダンスは、センス抵抗を考慮する必要があります。この抵抗は接地負荷に直列接続されており（ R_{SERIES} は測定全体を通して一定）、各周波数で真の接地インピーダンスを測定するには、その抵抗を取り除く必要があります。これは式（15）で与えられます。

$$Z(f) = \left(\frac{1}{\text{GainFactor} \times \text{Code}} \right) - R_{SENSE} \quad (15)$$

ここで、

コードは、後の掃引周波数ごとに式（1）で与えられる格納済みの実数成分と虚数成分の大きさを示しています。

R_{SENSE} は、未知の被試験インピーダンス範囲に対して選択されたセンス抵抗です。

計装アンプに関する考慮事項

AD8220の電圧ゲインは、 R_{GAIN} 端子間に抵抗を接続することで、すなわち正確にはピン1とピン8間に現れるインピーダンスで決まります。AD8220は、許容誤差0.1~1%の抵抗を使って正確なゲインを提供します。表2は、各ゲインに対して必要な R_{GAIN} の値を示しています。 $G=1$ の場合、 R_{GAIN} は未接続となります（ $R_{GAIN}=\infty$ ）。ある任意のゲインに対して、 R_{GAIN} は式（15）を使って計算できます。

$$R_{GAIN} = 49.4\text{k}\Omega / (G - 1) \quad (15)$$

表2. AD8220のゲイン設定抵抗の値

1% Standard Value of R_{GAIN}	Calculated Gain
49.9 k Ω	1.990
12.4 k Ω	4.984
4.7 k Ω ¹	10.51
2.61 k Ω	19.93
1.0 k Ω	50.40
499 Ω	100.0
249 Ω	199.4
100 Ω	495.0
49.9 Ω	991.0

¹ 図2の回路で選択された抵抗

AD8220では、ゲイン抵抗を使用しないときのゲインはデフォルトで $G=1$ となります（ $R_{GAIN}=\infty$ ）。AD8220のゲイン精度は、 R_{GAIN} の絶対許容誤差によって決まります。外付けのゲイン抵抗の温度係数により、AD8220の出力のゲイン・ドリフトは大きくなります

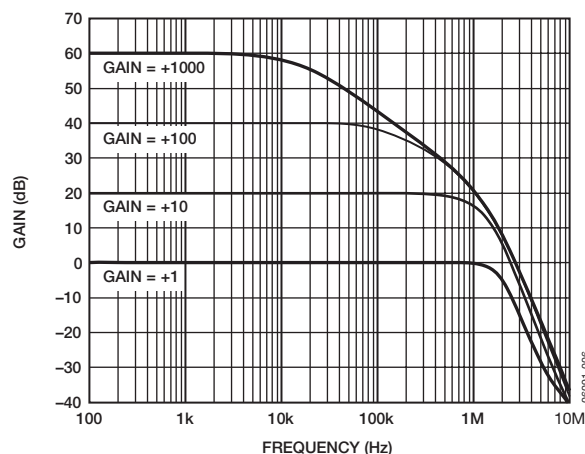


図6. AD8220ゲインの周波数特性

この実験条件は、接地した複素インピーダンスを99.9~100.1kHzで測定しています。図6に示した出力信号の帯域幅は、AD8220のゲインで決まります。このゲインは、4.7k Ω の R_{GAIN} 値を使って、およそ $\times 11$ （すなわち、およそ20dB）に設定されているため、AD8220の適正な周波数範囲内の動作が可能となります。図7は、AD8220のCMRRがこの領域でおよそ75dBであることを示しています。

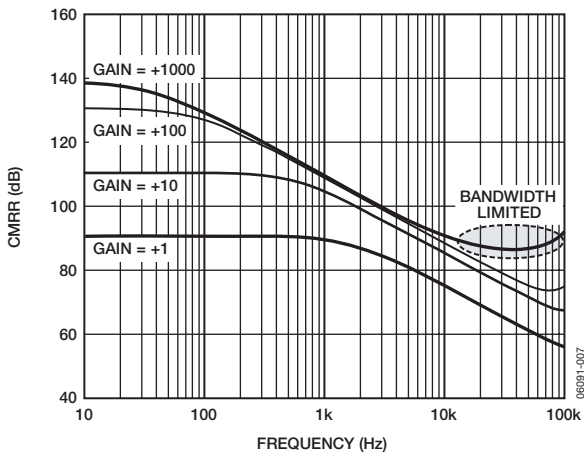


図7. AD8220のCMRRの周波数特性

他のすべての計装アンプの場合と同様、AD8220が低い単電源電圧で使用されると、アンプ・ゲインが高いために計装回路が正しく動作しないおそれがあります。図8はこのポイントを示しています。これが発生するのは通常、計装アンプが高ゲイン（1000など）で動作しているときです。このような環境では、 $10\text{mV} \times \text{ゲイン} 1000$ により、A1の出力とA2の出力間に 10Vp-p 信号が作成されます。 $\pm 15\text{V}$ の両電源を使用しているときには、この状況は成立します。しかし、図2の回路の場合は 5V 単電源しか使用できないため、回路は正常に機能しません。モノリシックICのユーザは、AD8220のバッファ出力A1、A2にアクセスできないため、最終出力のA3で発生する事象しか確認できません。

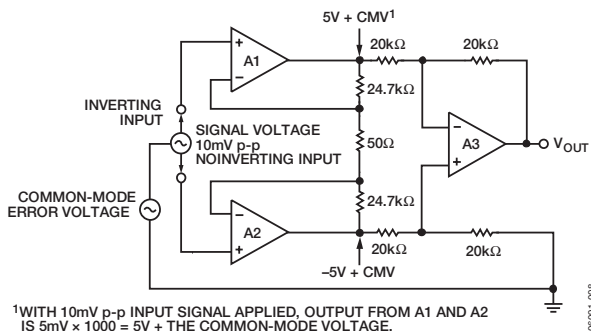


図8. AD8220内部の簡略ブロック図

アプリケーションの一般的な問題は、低い電源電圧での標準の非レールtoレール・デバイスの動作によって発生するものもあります。AD8220などの高品質レールtoレール計装アンプ（ゲイン=1）は、その出力を正電源ラインの 0.15V 以内に、またグラウンドより 0.2V までスイングさせることができます。入力電圧範囲は、正電源の 2V 以内でのみスイングが可能です。ゲインが高くなると、アンプの出力スイングは電源電圧にまで到達しません。したがって、 5V 単電源を使用するときのアンプの出力スイングは約 3V となります。残念なことに、こういったアプリケーションでは、システム設計者がアンプのヘッドルームを忘れてしまって、標準の非レールtoレール製品を使用する場合があります。優れた両電源計装アンプの場合でも、出力スイングは各電源レールの約 2V 以内のみが可能です。

AD8220のリファレンス端子の駆動

AD8220は電圧リファレンス端子上の電位によってゼロ出力電圧が規定されますが、これは負荷とシステムの他の構成要素間でグラウンドをまったく共有しない場合に特に有用です。電圧リファレンス端子は、出力に正確なオフセットを与える直接的な手段として有効です。また、この端子は仮想グラウンド電圧を提供するため、バイポーラ信号が増幅されるときにも役立ちます。リファレンス端子上の電圧は、グラウンドから $+V_S$ までの変動幅があります。通常、高インピーダンス源でAD8220計装アンプのリファレンス・ピンを駆動しようとする試みは問題が発生するため、これは避ける必要があります。一般に出回っている多くの計装アンプの場合、リファレンス入力インピーダンス値は通常 $20 \sim 125\text{k}\Omega$ です。オペアンプなどの低インピーダンス源からリファレンスを直接駆動した場合は問題ありませんが、抵抗分圧器を低価格のレシオメトリック・リファレンスとして用いようすると、重大なエラーが発生する場合があります。

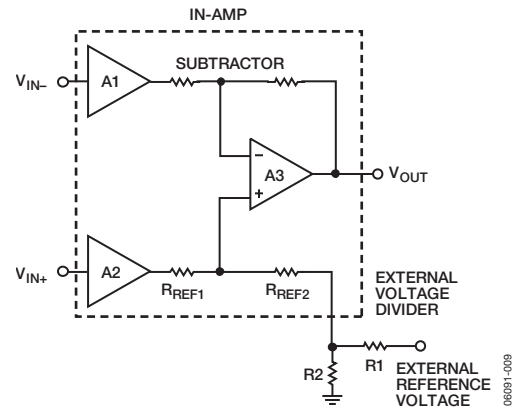


図9. バッファまたはリファレンスADR42Xを使用

AD8220のリファレンス入力、通常の3オペアンプで構成される計装アンプ内の出力減算回路の一部となっています。したがって、これは一般的に $R_{REF1} + R_{REF2}$ にほぼ等しい有限な入力抵抗を備えています。図9のように、リファレンス端子と共通グラウンドの間に外付けの抵抗 $R2$ を加えると、出力（ A_3 ）減算回路が不安定になって同相誤差が発生します。この問題を最小限に抑える確実な方法は、 $R2$ の値を $R_{REF1} + R_{REF2}$ の約 0.1% に減らすことです（CMR 72dB の場合）。しかし、 R_{REF1} および R_{REF2} が $20\text{k}\Omega$ （合計の入力インピーダンスが $40,000$ ）のとき、 $R2$ は 40Ω でなければなりません。この値は、電圧分圧回路で多量の電源電流を消費してしまいます。さらに、 R_{REF1} および R_{REF2} の $R2$ による分流が、リファレンス電圧エラーの原因となります。これを解決するために、AD820のような単純なバッファを使用し、それを 5V 電源で動作するポテンショメータで駆動します（図10を参照）。

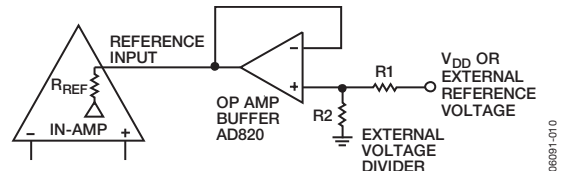


図10. リファレンス入力のバッファ

AD8220の同相入力電圧範囲の設定

AD8220の同相電圧範囲には制限があり、さらにこのアプリケーションではAD8220への同相入力信号が接地インピーダンスの値に応じて変化するため、この場合は計装アンプ回路の入力をACカップリングする必要があります。この実験ではAD8220が5V電源で駆動されるため、ACカップリングがさらに複雑なものとなり、DC同相電圧 V_{CM} を両方の入力に印加しなければなりません(図12)。このステップが必要なのは、計装アンプの出力が負電源電圧(この場合はグラウンド)を越えてスイングできないためです(図11を参照)。ここで、計装アンプの出力電圧が数ミリボルト以上負側にスイングしようとすると、その信号はクリップされます。

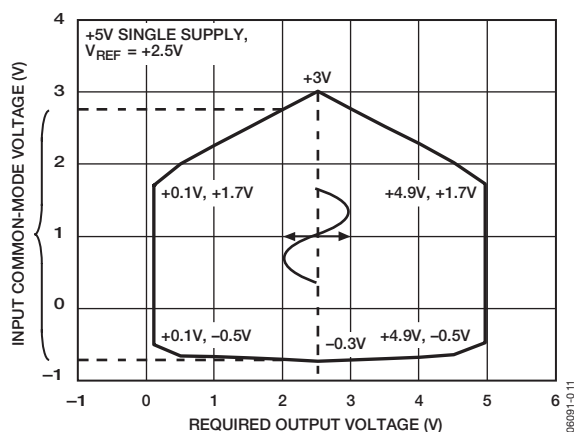


図11. 同相入力電圧 対 AD8220の必要な出力電圧

個々の計装アンプの入力端子にコンデンサを直列に接続するのは、よく見られる誤りです。前にも触れましたが、モノリシック計装アンプは全機能内蔵型のパッケージなので、システム設計者がチップの中身を理解していないことがよくあります。これらのフローティング入力に接続されているAD8220などの計装アンプは、DCリファレンスを備えていません。入力バイアス電流は、入力同相電圧を超過するまでACカップリング・コンデンサを充電します。言い換えると、入力バイアス電流の方向に応じて、コンデンサは電源ラインまで充電されるか、またはグラウンド電位まで落ちます。FET入力デバイスと高値コンデンサを使用している場合は、計装アンプが動作しなくなるまでに数分の時間を要します。したがって、不定期のラボ・テストでは検出できないこともあるため、このような接続は絶対に避けてください。

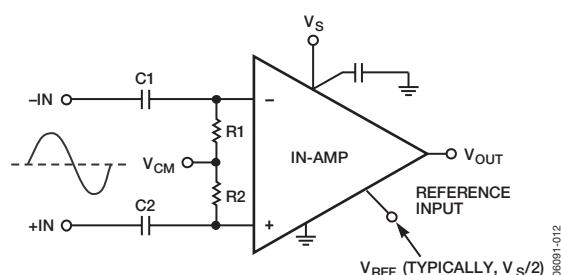


図12. AD8220の入力のACカップリング

次に、低電源アプリケーションの場合は特にそうですが、 V_{CM} と V_{REF} に対して適正な電圧を選択することが重要です。一般には、 V_{CM} を想定している入力ダイナミックレンジの中心に設定し、 V_{REF} を想定している出力ダイナミックレンジの中心に設定します。出力のセンタリングの場合も同様で、計装アンプのスイングの量と方向を評価し(ほとんどの場合は $\Delta V \times AD8220$ のゲイン $+V_{CM}$)、そのレンジの中心に位置する V_{REF} でリファレンス電圧を印加します。ここで、インピーダンス範囲の上下限値における電圧スイングをみてみましょう。図2の回路の場合は、バイアス電圧(V_{CM})が、図11に示した入力同相電圧の上限～下限のほぼ中ほどの1.37Vに設定されます。AD8220のピン5に入力されるリファレンスは、5V電源電圧の場合2.5Vとなります。ACカップリング回路用の直流リターン抵抗値を選択する場合は、入力結合コンデンサの物理的/電氣的サイズとオフセット・エラー間のトレードオフとなります。入力抵抗の値を大きくすると、必要となる入力結合コンデンサは小さくなります。このようにすることで、コストとPCボードのスペースの両方を節約できます。しかし、大きな値の入力抵抗を用いると、入力オフセット電流によってオフセット電圧エラーが増大し、オフセット電圧ドリフトや抵抗ノイズも増大します。一方、抵抗値を小さくすると、同じ-3dBコーナ周波数を提供するのに、大きな値の入力コンデンサC1、C2が必要になります。これは式(16)で表すことができます。

$$F-3dB = (1/(2\pi R1C1)) \quad (16)$$

ここで $R1=R2$ 、 $C1=C2$ です。

接地インピーダンスの測定

図2の回路は、接地された複素インピーダンスの測定に使用します。電圧励起信号用として使用される、AD5933の送信側は、センス抵抗と接地インピーダンスを駆動します。「はじめに」でも説明したように、集積回路のインピーダンス・コンバータAD5933は、DDS周波数発生器とADCを組み合わせて自立型のインピーダンス測定システムを形成しています。AD5933は周波数掃引を行います。これは一般にユーザ定義の周波数ポイントでインピーダンスの大きさと位相データを収集するためです。図2では、分析対象のインピーダンスがセンス抵抗とグラウンドの間に配置されています。AD8220は、センス抵抗に流れる電流を測定するために使用されます。AD8220の出力信号はプログラマブル・ゲイン・アンプ (PGA) に入力され、フィルタ処理されて、12ビットのADCに供給されます。受信信号はADCでデジタル化され、デジタル・データはDFT処理にかけられます。

近傍のマイクロコントローラは、PCインターフェースを介してAD5933とやり取りします。ユーザは、AD5933の掃引パラメータ (スタート周波数、周波数ステップ・サイズ、ポイント数) のプログラミング、コントロール・レジスタの設定、励起アンプ/PGA設定の調整を行うことができ、最終的なインピーダンス計算のためにAD5933から測定済みのデータを読み出すことができます。AD5933を正しくプログラムしたら、ユーザ定義掃引のポイントごとにステータス・レジスタの1ビットのみをポーリングして、AD5933から有効なデータを読み取れるか確認する必要があります (詳細はAD5933のデータシートを参照)。

システム・キャリブレーション

インピーダンスの測定を行う前に、図2に示したAD5933システムをキャリブレートする必要があります。キャリブレーション処理では、測定する後続の未知のインピーダンスの代わりに既知のプレジジョン・インピーダンスを使用し、次の測定のためにスケール・ファクタ (ゲイン係数) を計算する必要があります。「システム・ゲイン係数」で説明したように、この回路のゲイン係数は式 (17) で与えられます。

$$\text{GainFactor} = \left(\frac{1}{\frac{Z_{\text{CALIBRATION}} + R_{\text{SENSE}}}{\sqrt{R^2 + I^2}}} \right) \quad (17)$$

ここで、

R および I は、選択したキャリブレーション周波数ポイントにおける実数レジスタと虚数レジスタの値 (94h~97h) です。

$Z_{\text{CALIBRATION}}$ は既知のキャリブレーション・インピーダンスです。

R_{SENSE} は選択したセンス抵抗です。

ゲイン係数を計算する場合は、既知のプレジジョン・インピーダンスとセンス抵抗値の合計を、掃引の適正な中間周波数で返された実数および虚数データの大きさと割ります。実数成分と虚数成分は両方とも、2個の16ビット・レジスタに格納されます。これらのレジスタは、1つのADC変換が終了してから掃引の次の周波数ポイントまでに読み取る必要があります。この処理が終了するたびに、2つのレジスタは新しいデータに更新されます。

接地された複素インピーダンスの範囲は20~60kΩです。したがって、キャリブレーション・インピーダンスは、値がおおよそ0kΩとなるように選択され、センス抵抗は2.67kΩです。

接地インピーダンスの計算

キャリブレーション処理がいったん終了すると、キャリブレーション・インピーダンスは未知の複素インピーダンスに置き換えられます。コントロール・レジスタにスタート周波数掃引コマンドが発行されると、AD5933はユーザ定義の周波数掃引を自動的に実行します。周波数掃引は、3個のレジスタ (スタート周波数、周波数ステップ、インクリメント数) の値で計算されます。マイクロプロセッサはAD5933とやり取りして、各周波数ポイントで接地インピーダンスを計算します。すなわち、周波数ごとにAD5933から返される複素コードの大きさとゲイン係数を掛けて、算出結果を反転します。最終的な計算ではセンス抵抗が差し引かれます。各周波数ポイントのインピーダンスは式 (18) で与えられます。

$$Z \text{ Complex Impedance} = \frac{1}{\text{GainFactor} \times \sqrt{R^2 + I^2}} - R_{\text{SENSE}} \quad (18)$$

ここで、 R および I は、各周波数掃引・ポイントにおける実数レジスタと虚数レジスタの値 (94h~97h) です。

システム・クロックの設定

MCLK (ピン8) に提供されるクロックの周波数は、安定した低ジッタの水晶発振器を使って16MHzに設定します。このため、AD5933は99.9~100.1kHzの励起周波数を解析することができます。表3は、テストで使用された設定済みの掃引パラメータ (スタート周波数、周波数インクリメント、インクリメント数) を示しています。周波数範囲は99.9~100.1kHzです。周波数ステップ・サイズは1Hzに設定され、掃引ポイント数は200に設定されています。実験全体をとおし、セトリング・タイム・サイクル数レジスタの値は15出力サイクルに設定されています。図2の回路は、100kHzの周波数でキャリブレーションされています。

AD5933のデータシートのレジスタ・マップに示すように、スタート周波数の24ビットワードは、内蔵RAMのアドレス82h、アドレス83h、アドレス84hに書き込まれます。スタート周波数レジスタにロードされる必要なコードは、マスター・クロック周波数とDDSからの必要なスタート周波数出力に基づいて、式(19) から算出されます。

$$\text{Start Frequency Code} = \left(\frac{\text{Required Output Start Frequency}}{\left(\frac{\text{MCLK}}{4} \right)} \right) \times 2^{27} \quad (19)$$

たとえば、掃引を99.9kHzから開始し (表3の最初の列)、MCLKに16MHzのクロック信号が接続されている場合、設定するコードは式 (20) で与えられます。

$$\text{Start Frequency Code} = \left(\frac{99.9\text{kHz}}{\left(\frac{16\text{MHz}}{4} \right)} \right) \times 2^{27} \equiv 332617\text{hexidecimal} \quad (20)$$

33hをレジスタ82hに、26hをレジスタ83hに、17hをレジスタ84hにそれぞれ設定します。

同じく、周波数インクリメント・レジスタの24ビット・ワードは、内蔵RAMのアドレス85h、アドレス86h、アドレス87hに書き込まれます (AD5933のデータシートのレジスタ・マップを参照)。周波数インクリメント・レジスタにロードされる必要なコードも、マスター・クロック周波数とDDSからの必要なインクリメント周波数出力に基づいて、式 (21) から算出されます。

$$\text{Frequency Increment Code} = \left(\frac{\text{Required Frequency Increment}}{\left(\frac{\text{MCLK}}{4} \right)} \right) \times 2^{27} \quad (21)$$

たとえば、掃引の分解能を1Hzとし、MCLKに16MHzのクロック信号が接続されている場合、設定するコードは式 (22) で与えられます。

$$\text{Frequency Increment Code} = \left(\frac{1\text{Hz}}{\left(\frac{16\text{MHz}}{4} \right)} \right) \equiv 000021\text{hexidecimal} \quad (22)$$

レジスタ85hに00h、レジスタ86hに00h、レジスタ87hに21hをそれぞれ設定します。

周波数掃引を定義する第3のパラメータは、インクリメント・レジスタ数です。この9ビットワードは、掃引中の周波数ポイント数を表します。この数値は、内蔵RAMのアドレス88h、アドレス89hに書き込まれます。設定できるポイントの最大数は511です。たとえば、掃引に200ポイントが必要な場合は、レジスタ88hに00h、レジスタ89hにC8hをそれぞれ設定します。表3は、クロック周波数が16MHzの場合の必要な掃引コードをまとめたものです。セトリング時間サイクル・レジスタは、レジスタ8Bhに0Fhをプログラムすることで、値15に設定できます。

表3. 周波数範囲が99.9~100.1kHzの場合のAD5933の必要な掃引コード

Programmed Start Frequency	Required Start Frequency Code	Programmed Frequency Increment	Required Frequency Increment Code	Programmed No. of Increments	Required No. of Increments Code	Clock Frequency Applied to MCLK Pin
99.9 kHz	332617 hex	1 Hz	000021 hex	200	00C8 hex	16 MHz

結果

図2のシステムは、 35Ω のインピーダンスと $2.67k\Omega$ のセンス抵抗 ($20k\Omega$ と $60k\Omega$ の中ほどの値)でキャリブレーションされており、またゲイン係数は表3の掃引ダイヤルアップ・コードを使って $100kHz$ のキャリブレーション周波数 (掃引内の中央値)で計算されています。計算されたキャリブレーション・ゲイン係数は、近くのマイクロコントローラ内のメモリに格納されています。キャリブレーション・インピーダンスは、特定範囲の複素接地インピーダンス ($20\sim 60k\Omega$ の範囲で変動)によって置き換えられています。周波数掃引はAD5933によって実行され、測定されるインピーダンスは周波数ポイントごとに計算されません。この場合、式 (23) と式 (24) に示すように、格納されているゲイン係数とコードが乗算されて、応答は反転されます。

$$GainFactor = \left(\frac{1}{\frac{Z_{CALIBRATION} + R_{SENSE}}{\sqrt{R^2 + I^2}}} \right) \quad (23)$$

$$Z \text{ Complex Impedance} = \frac{1}{GainFactor \times \sqrt{(R^2 + I^2)}} - R_{SENSE} \quad (24)$$

図13は、 $100kHz$ のキャリブレーション周波数における接地インピーダンスとインピーダンス誤差 (%) の関係を示しています。

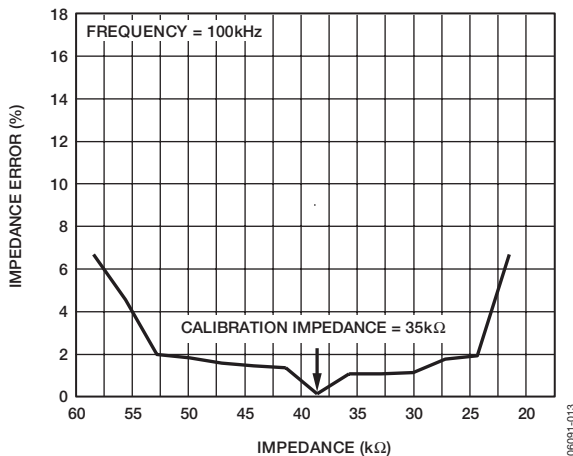


図13. AD5933による $100kHz$ 時の接地インピーダンス測定結果

図13は、キャリブレーション周波数が $100kHz$ の場合に、インピーダンス誤差 (%) が $35k\Omega$ のキャリブレーション・インピーダンスでゼロになり、それ以降は増大することを示しています。この測定結果を見ると、1ポイントのキャリブレーションを行った結果、インピーダンス誤差が $60k\Omega$ の範囲全体で7%未満となっています。インピーダンス範囲を小さくしてキャリブレーションを行えば、この誤差を低減できます。

結論

従来の高価なマルチチップ・ベースのソリューションに比べると、AD5933は接地インピーダンスの測定に対して、より正確で安価なソリューションを提供できます。近傍の接地センサの単純なテスト回路を組み込む場合は、このAD5933とわずかな外付け部品で済むため、必要なボードスペースを最小限に抑えることができます。接地センサのインピーダンス・プロファイルは、システム・パワーアップ時に最低限の処理で評価することができ、センサ・インピーダンス・プロファイルの特性評価、エージングや損傷の影響の確認、変化の特定などを簡単に行うことができます。